

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2003-110474

(P2003-110474A)

(43)公開日 平成15年4月11日 (2003.4.11)

(51) Int.Cl.⁷
H 04 B 7/005
7/06
7/08
H 04 J 15/00

識別記号

F I
H 04 B 7/005
7/06
7/08
H 04 J 15/00

テマコト^{*} (参考)
5 K 0 2 2
5 K 0 4 6
D 5 K 0 5 9

審査請求 未請求 請求項の数10 OL (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願2002-242781(P2002-242781)
(22) 出願日 平成14年8月23日 (2002.8.23)
(31) 優先権主張番号 09/938,453
(32) 優先日 平成13年8月24日 (2001.8.24)
(33) 優先権主張国 米国 (U.S.)

(71) 出願人 596092698
ルーセント テクノロジーズ インコーポレーテッド
アメリカ合衆国, 07974-0636 ニュージャージィ, マレイ ヒル, マウンテン アヴェニュー 600
(72) 発明者 ホワード シー. ヒューアング
アメリカ合衆国 10003 ニューヨーク,
ニューヨーク, 72 イースト サード
ストリート ナンバーサード
(74) 代理人 100064447
弁理士 岡部 正夫 (外10名)

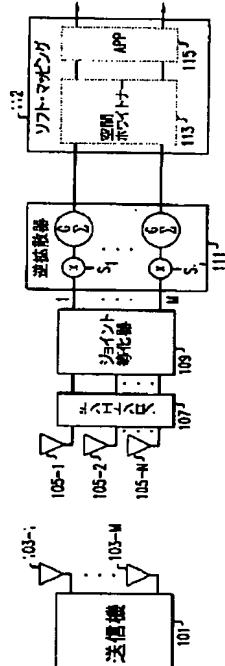
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 複数アンテナ時間分散システムにおける受信機による信号検出

(57) 【要約】

【課題】 MIMOシステムにおいて、時間の分散によって生じるビット誤り率プロアを低減するために使用されるジョイント最小平均二乗誤差 (MMSE) 等化器を、MIMOシステムで可能なそれぞれの送信アンテナ／受信アンテナの組み合わせのすべてに提供する。

【解決手段】 結果として生じるジョイント等化は、送信アンテナ／受信アンテナの組み合わせのチャンネルの影響だけでなく、いかなる所与の受信アンテナに対する他の送信アンテナの干渉をも補正する。ジョイント等化は、各送信アンテナ／受信アンテナの組み合わせに対して従来技術の最小平均二乗誤差 (MMSE) 等化器を単に再現するよりも優れた性能を示す。



【特許請求の範囲】

【請求項1】複数の信号源によって送信される信号を複数の信号検出器が受信する、多入力多出力(MIMO)システムにおいて使用する受信機であって、該信号源の少なくとも1つと該信号検出器との少なくとも1対に関するチャネル情報を使用してジョイント等化器の解を展開し、該信号検出器の少なくとも1つによって受信される信号に適用される少なくとも該等化器の解を含む信号を出力として供給するジョイント等化器と、該ジョイント等化器の出力からソフト・ビットを展開するためのソフト・ビット・マッパーとからなることを特徴とする受信機。

【請求項2】請求項1に記載の受信機において、該ジョイント等化器の解が、ジョイント最小平均二乗誤差(MMSE)等化器の解であることを特徴とする受信機。

【請求項3】請求項2に記載の受信機において、該ジョイント等化器がさらに、高速フーリエ変換プロセッサの各々が、該信号検出器の1つによって受信される信号に対応するそれぞれの入力を受信するように結合されており、その離散的周波数領域表現を出力として供給する、第1の複数の高速フーリエ変換プロセッサと、チャネル推定ユニットの各々が、該信号検出器の1つに

$$\mathbf{z}(\omega) = (\mathbf{H}(\omega)^H \mathbf{H}(\omega) + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}(\omega)^H \mathbf{r}(\omega)$$

を計算することによって周波数領域における等化を実行し、ここで、

【数2】

$$\mathbf{H}(\omega) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1,1}(\omega) & \cdots & \mathbf{h}_{1,M}(\omega) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{N,1}(\omega) & \cdots & \mathbf{h}_{N,M}(\omega) \end{bmatrix}$$

【数3】

$$\mathbf{r}(\omega) = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1(\omega) \\ \mathbf{r}_2(\omega) \\ \vdots \\ \mathbf{r}_N(\omega) \end{bmatrix}$$

【数4】

$$\sigma^2 = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2},$$

であり、

σ_n^2 は、バックグラウンド・ノイズ+干渉電力であり、

よって受信される信号に対応するそれぞれの入力を受信するように結合されており、それぞれの信号源とそれぞれの信号検出器との間の各チャネルに対してチャネル推定値を展開する複数のチャネル推定ユニットと、

第2の複数の高速フーリエ変換プロセッサの各々が、該信号源と該信号検出器との間の該チャネルの各々に対するチャネル推定値に対応するそれぞれの入力を受信するように結合されており、その離散的周波数領域表現を出力として供給する第2の複数の高速フーリエ変換プロセッサと、

該信号検出器の各々によって受信された該信号に対するジョイント最小平均二乗誤差(MMSE)等化器の解の適用の離散的周波数領域表現を生成するために、該第1の複数の高速フーリエ変換プロセッサからと、該第2の複数の高速フーリエ変換プロセッサからの該出力を入力として受信するように結合されている周波数bin当たりMMSE検出プロセッサと、

ジョイント最小平均二乗誤差(MMSE)等化器の解の適用の該表現を時間領域に変換する複数の逆高速フーリエ変換プロセッサとからなることを特徴とする受信機。

【請求項4】請求項3に記載の受信機において、Mを信号源の数とし、Nを信号検出器の数として、該周波数当たりMMSE検出プロセッサが、

【数1】

σ_x^2 は、該信号源のすべてから該信号検出器のすべてによって受信された電力の合計であり、

各 $\mathbf{r}(\omega)$ は、該第1の複数の高速フーリエ変換プロセッサの1つの該出力であり、

各 $\mathbf{h}(\omega)$ は、該第2の複数の高速フーリエ変換プロセッサの1つの該出力であり、

\mathbf{I} は単位行列であり、

\mathbf{X}^H は \mathbf{X} のエルミート転置を意味しており、これは、ベクトルまたは行列 \mathbf{X} の複素共役転置であることを特徴とする受信機。

【請求項5】請求項2に記載の受信機において、該ジョイント等化器はさらに、

チャネル推定ユニットの各々が、該信号検出器の1つによって受信された信号に対応するそれぞれの入力を受信するように結合されており、それぞれの信号源とそれぞれの信号検出器との間の各チャネルに対してチャネル推定値を展開する複数のチャネル推定ユニットと、

高速フーリエ変換プロセッサの各々が、該信号源と該信号検出器との間の該チャネルの各々に対するチャネル推定値に対応するそれぞれの入力を受信するように結合されており、その離散的周波数領域表現を出力として供給する複数の高速フーリエ変換プロセッサと、

該信号検出器の各々によって受信された該信号に対する

ジョイント最小平均二乗誤差（MMSE）等化器の解の離散的周波数領域表現を生成するために、該複数の高速フーリエ変換プロセッサからの該出力を入力として受信するように結合されているMMSEタップの重み計算器と、

ジョイント最小平均二乗誤差（MMSE）等化器の解の該表現を時間領域のフィルタ係数の行列に変換する複数の逆高速フーリエ変換プロセッサと、

時間領域のフィルタ係数の該行列を、該信号検出器によって受信された該信号に適用するように結合されている行列の有限インパルス応答（FIR）フィルタとからなることを特徴とする受信機。

【請求項6】 請求項5に記載の受信機において、Mを信号源の数とし、Nを信号検出器の数として、

【数5】

$$\mathbf{S}(\omega) = \left(\mathbf{H}(\omega)^H \mathbf{H}(\omega) + \sigma^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}(\omega)^H$$

を計算することによって該MMSE等化器の解が展開され、ここで、

【数6】

$$\mathbf{H}(\omega) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1,1}(\omega) & \cdots & \mathbf{h}_{1,M}(\omega) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{N,1}(\omega) & \cdots & \mathbf{h}_{N,M}(\omega) \end{bmatrix}$$

【数7】

$$\sigma^2 = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2},$$

であり、

σ_n^2 は、バックグラウンド・ノイズ+干渉電力であり、

σ_x^2 は、該信号源のすべてから該信号検出器のすべてによって受信された電力の合計であり、

各 $\mathbf{h}(\omega)$ は、該複数の高速フーリエ変換プロセッサの1つの該出力であり、 \mathbf{I} は単位行列であり、

\mathbf{X}^H は \mathbf{X} のエルミート転置を意味しており、これは、ベクトルまたは行列 \mathbf{X} の複素共益転置であることを特徴とする受信機。

【請求項7】 請求項6に記載の受信機において、該行列のFIRフィルタが、

【数8】

$$\mathbf{y}(k) = \sum_{j=0}^{P-1} \mathbf{S}_j \mathbf{r}(k-j)$$

を計算することによって、時間領域のフィルタ係数の該行列を、該信号検出器によって受信された該信号に適用し、ここで、

$\mathbf{y}(k)$ は時刻kにおけるベクトル出力であり、 \mathbf{y} は該信号源の各々に対する1つの成分を有しており、 \mathbf{S}_j は遅延jに対する $M \times N$ フィルタ行列であり、これは $\mathbf{S}(\omega)$ の逆フーリエ変換であり、

$\mathbf{r}(k)$ は、時刻kで受信したサンプルのベクトルであり、

Fは、該複数の高速フーリエ変換プロセッサの各々によって各高速フーリエ変換に対して取得されたサンプル数であることを特徴とする受信機。

【請求項8】 請求項1に記載の受信機において、該ジョイント等化器が、該信号源と該信号検出器の各々との間のチャネルの推定値に応じて該ジョイント等化器の解を展開することを特徴とする受信機。

【請求項9】 請求項2に記載の受信機において、該ジョイント等化器が、

【数9】

$$\mathbf{W} = \mathbf{A} \Gamma(\mathbf{H})^H \left(\Gamma(\mathbf{H})^H \Gamma(\mathbf{H}) + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2} \mathbf{R}_{pp} \right)^{-1}$$

を計算することによって、該ジョイント最小平均二乗誤差（MMSE）等化器の解を展開し、上式で、

$\Gamma(\mathbf{H})$ はMIMOの合成演算子であり、

\mathbf{X}^H は \mathbf{X} のエルミート転置を意味しており、これは、ベクトルまたは行列 \mathbf{X} の複素共益転置であり、

\mathbf{A} は遅延行列であり、

σ_n^2 は、バックグラウンド・ノイズ+干渉電力であり、

σ_x^2 は、該信号源のすべてから該信号検出器のすべてによって受信された電力の合計であり、

\mathbf{R}_{pp} は、ノイズ共分散であり、

該ジョイント等化器は、

【数10】

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{W} \mathbf{r}(k)$$

を計算することによって、該ジョイント最小平均二乗誤差（MMSE）等化器の解を適用し、ここで、

$\mathbf{r}(k)$ は時刻kで受信したサンプルのベクトルであることを特徴とする受信機。

【請求項10】 請求項1に記載の受信機において、該ジョイント等化器の解は、ジョイント最小平均二乗法（LMS）解、ジョイント逐次最小二乗法（RLS）解、またはアンカーの状態によって制約されるジョイント最小シンボル間干渉（ISI）解から構成されるグループのうちの1つであることを特徴とする受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、ワイヤレス通信の技術に関し、より詳細には、送信機で複数のアンテナを使用し、受信機で複数のアンテナを使用するワイヤレス通信システム、いわゆる多入力多出力（multipli

e - i n p u t m u l t i p l e - o u t p u t : M
I M O) システムに関する。

【0002】

【発明の背景】MIMOシステムでは、1つまたは複数の送信アンテナと1つまたは複数の受信アンテナとの間の時間の分散は無視しうるもの、すなわち、パルス幅はチャネルの時間の分散よりも長いので、低帯域幅システムでよくあるように、様々な経路が分解不可能であるということは既に当然のこととされている。しかし、典型的な都市 (typical urban: TU) の条件下、すなわち、いわゆる「TU」モデルの条件下では、1つまたは複数の送信アンテナと1つまたは複数の受信アンテナとの間の時間の分散は無視できないことが既に分かっている。このような無視できない時間の分散によって様々な経路が相互に干渉し合い、その結果、ビット誤り率フロア、すなわち最小限になり、その結果生じるビット誤り率は許容不可能なものになる。

【0003】I. Ghauri および D. Slock は、「Linear Receivers for the DS-CDMA Downlink Exploiting Orthogonality of Spreading Codes」(第32回アシロマ会議、1998年11月1日～4日、第650～4頁)において、受信した符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access: CDMA) チップで動作する最小平均二乗誤差 (minimum mean square error: MMSE) 等化器は、単一送信、単一受信アンテナ・システムにおける時間の分散を補正するために使用することができ、その結果、ビット誤り率フロアは低下し、性能が向上するということを既に示している。

【0004】

【発明の概要】本発明者らは、本発明の原理によって、時間の分散によって生じるMIMOシステムにおけるビット誤り率フロアは、MIMOシステムで可能なそれぞれの送信アンテナ／受信アンテナの組み合わせのすべてに対してジョイント等化器(joint equalizer)を使用することによって低減することができる。有利には、結果として生じるジョイント等化は、送信アンテナ／受信アンテナの組み合わせへのチャンネルの影響だけでなく、いかなる所与の受信アンテナへの他の送信アンテナの干渉をも補正するものである。本発明の特定の実施例では、ジョイント等化器はジョイント最小平均二乗誤差等化器 (joint MMSE equalizer) であり、そのような実施例では、ジョイント等化は、各送信アンテナ／受信アンテナの組み合わせに対して従来技術の最小平均二乗誤差 (MMSE) 等化器を単に再現するよりも優れた性能を示す。

【0005】本発明の、特にCDMAに対して有益な一

実施例では、等化の完了後に各送信アンテナに対して1つずつ生じるチップ・ストリームは、従来の方法で逆拡散 (despread) され、次いで生じる逆拡散シンボルは従来の方法でさらに処理される場合がある。別法として、この逆拡散シンボルを従来方法でさらに処理するのではなく、本発明の態様により、事後確率 (a posteriori probability: APP) メトリックを使用してソフト・ビットを計算するように逆拡散シンボルを処理することができる。ソフト・ビットを計算する前に、この逆拡散シンボルは、空間白色化フィルタを使用して空間を白色化することができる。

【0006】本発明の、これもまた特にCDMAに対して有益な別の実施例では、等化器が反復的に計算され、各反復につき1つの送信アンテナからのシンボルが決定される。まず、受信したサンプルがメモリに記憶される。アンテナに対するシンボルが決定された後、残りのアンテナの各々に対して受信したサンプルは、次いで、そのシンボルを決定する前に存在したサンプルから決定したシンボルを減算することによって再度計算される。送信アンテナのすべてに対するすべてのシンボルがシンボル期間中に決定されると、次のシンボル期間に対応するサンプルで改めて動作が開始される。

【0007】

【発明の詳細な記述】以下の記述は、本発明の原理を例示したものに過ぎない。したがって、当業者には、本明細書には明示的に記述または図示はしないが、本発明の原理を実施し、本発明の趣旨および範囲に含まれる様々な構成を考案することができよう。さらに、本明細書に記載するすべての例示および条件付き文言は、原則として、技術を推進するために本発明者らが提供する本発明の原理および概念を読者が理解することを支援する教育的目的のみを明白に対象とするものであり、また、そのような具体的に記載された例示および条件に限定されないものと解釈さるべきである。さらに、本発明の原理、態様、および実施例を記載する本明細書のすべての記述は、その具体的な実施例と同様に、その構造上および機能上の等価形態を包含するためのものである。また、そのような等価的な形態は、現時点で周知の等価的形態ならびに将来において開発される等価的形態、すなわち、構造の如何を訪わず、同様の機能を実施するいかなる開発される要素をも含むものであることを意味している。

【0008】したがって、例えば、当業者には、本明細書のブロック図は、本発明の原理を実施する例示的回路構成の概念図を示すものであることが理解されよう。また、いかなるフローチャート、流れ図、状態遷移図、疑似コードなども、コンピュータ読取可能媒体で略表すことができ、したがって、コンピュータまたはプロセッサの明示の如何に関わらず、コンピュータまたはプロセッサによって実行可能な様々なプロセスを表現することも同様に理解されよう。

【0009】図面に示す様々な要素の機能は、「プロセッサ」と標示されるいかなる機能ブロックも含めて、専用ハードウェア、ならびに適切なソフトウェアに関連するソフトウェアを実行することができるハードウェアを使用することによって提供することができる。プロセッサによって提供されるとき、これらの機能は、単一の専用プロセッサまたは単一の共用プロセッサによって、あるいはいくつかが共用可能な複数の別個のプロセッサによって提供することができる。さらに、「プロセッサ」または「コントローラ」という用語を明示的に使用しても、それは、ソフトウェアを実行することができるハードウェアだけを示すものと解釈さるべきではなく、限定はしないが、デジタル信号プロセッサ(Digital Service Processor:DSP)ハードウェア、ネットワーク・プロセッサ、特定用途向けIC(Application Specific Integrated Circuit:ASIC)、書き換え可能ゲートアレイ(Field Programmable Gate Array:FPGA)、ソフトウェア記憶用の読み取り専用メモリ(Read-Only Memory:ROM)、ランダム・アクセス・メモリ(Random Access Memory:RAM)、および不揮発性記憶装置を暗に含む場合がある。従来型および/または特化された他のハードウェアが含まれる場合もある。また、図示するいかなるスイッチも概念上のものに過ぎない。これらの機能は、プログラム論理の操作によって、または専用の論理によって、またはプログラム制御と専用の論理のインタラクションによって、または手動によってさえも、実施者によって選択可能な、前後関係からより具体的に理解できる特定の技術を遂行することができる。

【0010】本明細書の特許請求の範囲では、指定の機能を実行する手段として示されるいかなる要素も、例えば、a)その機能を実行する回路素子の組み合わせ、またはb)いかなる形式のソフトウェア、したがって、その機能を実行するためにソフトウェアを実行するための適切な回路構成と組み合わされるファームウェア、マイクロコードなどを含むソフトウェアをも含めて、その機能を実行するいかなる方法をも包含すること意味している。このような特許請求の範囲によって限定される本発明は、記載される様々な手段によって提供される諸機能が、特許請求の範囲が請求する方法で組み合わされ、一体化されるという事実に含まれるものである。したがって、出願人は、これらの諸機能を提供することができるいかなる手段も、本明細書に示す機能と等価であるとみなす。

【0011】本明細書では、ソフトウェア・モジュール、または単にソフトウェアであることが示されているモジュールを、工程ステップおよび/または文章による記述の実施を示すフローチャート要素または他の要素の

任意の組み合わせとして示す場合がある。このようなモジュールは、明示的または默示的に示すハードウェアによって実行することができる。

【0012】本明細書で明示的に示さない限り、図面は一定の比率で示したものではない。図面では、異なる図面で同一の参照番号が付番されている構成要素は、同一の構成要素を示すものである。

【0013】図1は、本発明の原理によって、多入力多出力(MIMO)システムで可能なそれぞれの送信アンテナ/受信アンテナの組み合わせのすべてに対してジョイント最小平均二乗誤差(MMSE)等化器を使用することによって、時間の分散によって生じるビット誤り率フロアが低減されるMIMOワイヤレス・システムの例示的な一実施例を示す。図1に、a)送信機101、b)送信アンテナ103-1から103-Mを含む送信アンテナ103、c)受信アンテナ105-1から105-Nを含む受信アンテナ105、d)受信機のフロントエンド107、e)ジョイント等化器109、f)任意選択の逆拡散器(despread)111、g)任意選択の空間白色化フィルタ(spatial whitening filter)113および任意選択の事後確率(APP)メトリック・プロセッサ115を含むことのできるソフト・ビット・マッパー112を示す。

【0014】送信機101は、MIMO送信機、例えば元のデータ・ストリームがサブストリームに分割され、その結果生じる各サブストリームが変調された無線信号として送信アンテナ103の各々を介して送信される送信機である。送信された信号は、時間が分散しているチャネルを介して受信機まで通過し、その結果、各送信アンテナ103からの信号は受信アンテナ105の各々に到達する。

【0015】受信アンテナ105は、そこに入射していく無線信号を電気信号に変換し、その電気信号は受信機のフロントエンド107に供給される。受信機のフロントエンド107は、アンテナ105で受信した無線信号のサンプルを表現する2進数のストリームを生成するよう従来方法で動作する。通常、受信機のフロントエンド107は、無線周波数のダウンコンバージョン、フィルタリング、サンプリング、およびアナログ・デジタル変換を実行する。この結果生じるサンプルは、ジョイント等化器109に供給される。

【0016】ジョイント等化器109は、チャネルを通過したアンテナ103の各々からの送信信号の影響と、複数のアンテナを介して送信した結果生じる干渉と同時に補正する。ジョイント等化器109の出力はM、すなわち送信アンテナの数または補正されるシンボルのストリーム、あるいはCDMAの場合は適切に組み合わされたときにシンボルを形成する補正されたチップのストリームである。ジョイント等化器109の動作を以下で

より完全に説明する。CDMAが使用される場合、ジョイント等化器109の出力は任意選択の逆拡散器111に供給され、これは、ジョイント等化器109によって供給されるチップのストリームからシンボルを生成する。

【0017】生成されたシンボルは、次いで、MIMOシステムのための従来方法によってさらに処理される場合がある。例えば、周知の「ターボ復号器(Turbo detector)」などの復号器で使用するためにソフト・ビット・マッパー112によってソフト・ビットを展開する場合がある、などである。あるいは、このシンボルは、ソフト・ビット・マッパー112内の、各分歧上で等価のノイズを生じる任意選択の空間白色化フィルタ113に供給される場合もある。白色化は空間領域でのみ実行されることに留意されたい。仮に白色化が時間領域で実行されると、若干の時間的分散が信号に混入することになる。シンボル、または任意選択の空間白色化フィルタ113が使用される場合は白色化されたシンボルは、本発明の一態様によって、ソフト・ビット・マッパー112内の任意選択の事後確率(APP)メトリック・プロセッサ115にさらに供給される場合がある。APPメトリック・プロセッサ115は、シンボルからソフト・ビットへの特定タイプのマッピングを実行する。APPメトリック・プロセッサ115の動作を以下でより完全に説明する。

【0018】図2に、図1のシステムの全体的な動作の例示的プロセスをフローチャート形式で示す。図2のプロセスを実行する前に、パラメータM、N、L、P、Eおよびdの初期値を決定する必要がある。これらのパラメータの各々が表1に列挙する。さらに、図2のプロセスを実行する前に、CDMAを使用している場合はチップのパルス波形 $r(t)$ の自己相関のサンプルを含むノイズ共分散 R_{pp} を決定する必要があり、CDMAを使用していない場合はシンボルのパルス波形の自己相関を決定する必要がある。

【0019】表1—パラメータ定義

M	送信アンテナの数
N	受信アンテナの数
L	チャネル・インパルス応答の長さ(チップ)
P	オーバサンプリング係数
E	等化器の長さ(チップ)
d	等化器の遅延(チップ)
σ_n^2	干渉+ノイズの電力(RF帯域幅)
σ_x^2	ダウンリンク信号の電力(RF帯域幅)
G	シンボル当たりのCDMAチップの数

【0020】図2のプロセスは、チャネル特性が略一定している期間であるコヒーレンス時間 T_c を好適に超えない周期で周期的に実行される。このプロセスはステップ201に組み込まれており、そこで $L*P$ 離散チャネル推定値 h_0 から h_{L_P-1} が展開される。このチャ

ネル推定値は、従来技術を使用して、すなわちバイロット・チャネルに同調した相関係数を使用することによって取得することができる。離散的チャネル推定値の各々は、CDMAの場合はPで割ったチップ持続期間、また、TDMAの場合はPで割ったシンボル持続期間の時間間隔によって得られる。同様に、ステップ201で、バックグラウンド・ノイズ+干渉電力 σ_n^2 と、基地局から端末へのダウンリンクの電力 σ_x^2 が従来の方法で決定される。ステップ203では、以下でさらに完全に説明するように、ジョイント等化器109によって使用される重みが決定される。

【0021】次にステップ205では、各アンテナからのP個のサンプルの集合が取得される。その後、ステップ207では、ジョイント等化器109の決定された重みは、ジョイント等化器109によって各アンテナからのサンプルに適用される。このサンプルは、次いで、CDMAを使用している場合は任意選択のステップ209で逆拡散器111によって逆拡散される。任意選択のステップ211では、ソフト・ビットへのシンボルの従来のソフト・マッピングが実行され、その結果生じたソフト・ビットは復号器によって使用されるために出力として供給される。その後、条件付き分歧点213は、ステップ201の前回の実行時以来1回のコヒーレンス時間(coherence time)が経過したかどうかを判定するためにテストする。ステップ213のテスト結果がNOであり、チャネルは最後に推定されたときと略同じ状態であるとみなされることを示している場合、制御はステップ205に渡り、プロセスは上述の通りに続く。ステップ213のテスト結果がYESであり、十分な時間が経過しており、したがってチャネルは、最後に推定されたときと略同じ状態であるとはみなされないほど十分に変更されている可能性を示している場合、制御はステップ201に戻り、プロセスは上述の通りに続く。

【0022】図3は、ジョイント等化器109がそれによって重みを実行するステップ203のプロセスをさらに詳細に示す。このプロセスは、いくつかの行列を使用することを必要とするが、様々な行列の大きさは表2に示してあることに留意されたい。

【0023】表2

行列	大きさ
R_p	$E P \times E P$
R_{pp}	$NEP \times NEP$
$\Gamma(h_{n,m})$	$E P \times (E + L - 1)$
$\Gamma(H)$	$NEP \times M(E + L - 1)$
$\Gamma(H_m)$	$NEP \times M(E + L - 1)$
e_d	$(E + L - 1) \times 1$
A	$M \times M(E + L - 1)$
a_m	$1 \times M(E + L - 1)$
W	$M \times N E P$

w_m $1 \times NEP$
 Q $M \times M$

【0024】ステップ301では、ステップ201で取得した各送信および受信の対に対するチャネル推定値である h_0 から h_{L-1} は、式(1)に示すようにそれぞれの行列 $h_{n,m}$ 形式で構成される。ステップ303では、行列の合成演算子 $\Gamma(h_{n,m})$ が、次いで、式(2)に示すようにそれぞれの行列 $h_{n,m}$ に対して形成される。その後、ステップ305では、次いで MIM の合成演算子 $\Gamma(H)$ が、式(3)に示すように様々な行列の合成演算子から形成される。

【数11】

$$\mathbf{h}_{n,m} = \begin{bmatrix} h_0 & h_p & \cdots & h_{(L-1)p} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{p-1} & h_{2p-1} & \cdots & h_{Lp-1} \end{bmatrix} \quad (1)$$

【数12】

$$\Gamma(\mathbf{h}_{n,m}) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{n,m} & \mathbf{0}_p & \cdots & \mathbf{0}_p \\ \mathbf{0}_p & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_p & \cdots & \mathbf{0}_p & h_m \end{bmatrix} \quad (2)$$

【数13】

$$\Gamma(H) = \begin{bmatrix} \Gamma(\mathbf{h}_{1,1}) & \Gamma(\mathbf{h}_{1,2}) & \cdots & \Gamma(\mathbf{h}_{1,M}) \\ \Gamma(\mathbf{h}_{2,1}) & \Gamma(\mathbf{h}_{2,2}) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ \Gamma(\mathbf{h}_{N,1}) & \cdots & & \Gamma(\mathbf{h}_{N,M}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{W} = \mathbf{A} \Gamma(H)^H \left(\Gamma(H)^H \Gamma(H) + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2} \mathbf{R}_{pp} \right)^{-1} \quad (6)$$

【0027】本発明の一実施例では、ステップ205の実行は、アンテナ n の P 個のサンプル c は、最初に式(7)で示すベクトル c のように構成されている。ここで、CDMAが使用される場合は、 k は現時点での受信したチップの時係数であり、CDMAが使用されない場合は、シンボルの時係数である。アンテナ n に対する時間ベクトル c で連続する E は、次いで式(8)に示すように構成され、 N 個のアンテナすべてに対する時間ベクトル c で連続する E は、式(9)に示すように、さらに構成されて、時刻 k で受信したサンプルのベクトルを形成する。

【数17】

【0025】ステップ307では、遅延ベクトル e_d が式(4)に示すように形成される。遅延ベクトル e_d が、1の値を有する $E+L-1-d$ の位置での単一の値を除いてすべてゼロである $E+L-1$ 要素を有する1次元ベクトルである。実施者によって選択可能な d に対する通常の値は、1の値を有する位置がベクトルの中心である値である。遅延ベクトル e_d の目的は、全体の等化器の遅延 d を等化器に賦課することである。その後、ステップ309で、遅延行列 A は式(5)から計算される。この式で、 I_M は、サイズ $M \times M$ の単位行列である。

【数14】

$$e_d = [0 \ \cdots \ 1 \ 0 \ 0] \quad (4)$$

【数15】

$$\mathbf{A} = \mathbf{I}_M \otimes e_d \quad (5)$$

【0026】最後に、ステップ311で、等化器の重み行列 W が、式(6)によって計算される。この式で、 X_H は、 X のエルミート転置を意味している。これは、ベクトルまたは行列 X の複素共役転置である。

【数16】

$$c_n(k) = \begin{bmatrix} r_n(kT_c) \\ r_n(kT_c + T_s) \\ \vdots \\ r_n(kT_c + (P-1)T_s) \end{bmatrix} \quad (7)$$

【数18】

$$r_n(k) = \begin{bmatrix} c_n(k) \\ c_n(k-1) \\ \vdots \\ c_n(k-E+1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

【数19】

$$\mathbf{r}(k) = \begin{bmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \\ \vdots \\ r_N(k) \end{bmatrix} \quad (9)$$

【0028】ステップ207でジョイント等化器109によって決定された重みの適用は、式(10)に示すように実行することができる。ここで、 $\mathbf{y}(k)$ は、その結果生じたサイズ $M \times 1$ のベクトルであり、これは、CDMAが使用されている場合は、等化されたチップを含んでおり、CDMAが使用されていない場合は、シンブルを含んでいる。

【数20】

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{W}\mathbf{r}(k) \quad (10)$$

【0029】図4に、図1のシステムの全体の動作に関する別の例示的プロセスをフローチャート形式で示す。図4に示すプロセスのバージョンは図2に示すプロセスと類似しているが、図4に示すプロセスのバージョンは、任意選択の空間白色化フィルタ113(図1)および任意選択の事後確率(APP)メトリック・プロセッサ115を含む本発明の実施例のためのものである。注記のない限り、図4のプロセスで使用されるすべての変数およびパラメータは、図2に記載のものと同様である。図2のプロセスと同様に、図4のプロセスを実行する前に、パラメータM、N、L、P、Eおよびdの初期値を決定する必要がある。さらに、図4のプロセスを実行する前に、 R_{pp} を決定しておく必要もある。

【0030】図4のプロセスは、チャネル特性が略一定している期間であるコヒーレンス時間 T_c を好適に超えない周期で周期的に実行される。このプロセスはステ

$$I_D(x_k|y) = \ln \left(\frac{\Pr(x_k=1|y)}{\Pr(x_k=-1|y)} \right) = \ln \left(\frac{\sum_{x_j=x_k} p(y|X=x) \prod_{j \neq k} p(X=x_j)}{\sum_{x_j \neq x_k} p(y|X=x) \prod_{j \neq k} p(X=x_j)} \right) + \ln \left(\frac{p(x_k=1)}{p(x_k=-1)} \right) \quad (13)$$

【数24】

$$p(y|X=x_k) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \right)^{N_r} \exp \left(-\frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{H}_{eff}\hat{s}\|^2}{2\sigma^2} \right) \quad (14)$$

【0032】その後、条件付き分岐点415は、ステップ401の前回の実行から1回のコヒーレンス時間が経過したかどうかを判定するためにテストする。ステップ415のテスト結果がNOであり、チャネルが最後に推定されたときと略同じ状態であるとみなされることを示している場合、制御はステップ405に渡り、プロセスは上述の通りに続く。ステップ415のテスト結果がYESであり、十分な時間が経過しており、したがってチャネルが、最後に推定されたときと略同じ状態であると

アップ401に組み込まれており、そこでL*P離散チャネル推定値 h_0 から h_{LP-1} が展開される。同様に、ステップ401で、バックグラウンド・ノイズ+干渉電力 σ_n^2 と、基地局から端末へのダウンリンクの電力 σ_x^2 が従来の方法で決定される。ステップ403では、上述のように、ジョイント等化器109によって使用される重みWが決定される。さらに、ステップ403では、本発明の態様により、有効なチャネル行列 H_{eff} と、任意選択により、空間白色化フィルタQが決定される。より具体的には、 H_{eff} は式(11)に示すように決定され、Qは式(12)に示すように決定される。

【数21】

$$\mathbf{H}_{eff}(m,n) = \mathbf{e}_n^T \mathbf{W} \mathbf{f}(\mathbf{H}) \mathbf{e}_m \quad m=1:M, n=1:N \quad (11)$$

【数22】

$$\mathbf{Q} = (\mathbf{W} \mathbf{W}^H)^{-1/2} \quad (12)$$

【0031】次に、ステップ405で、各アンテナからのP個のサンプルの集合が取得される。その後、ステップ407では、ジョイント等化器109の決定された重みが、ジョイント等化器109によって各アンテナからのサンプルに適用される。このサンプルは、CDMAが使用される場合は、次いで任意選択のステップ409で、逆拡散器111によって逆拡散される。ステップ411で、白色化フィルタQは、ステップ409の逆拡散された、等化器の出力に適用される。ステップ413で、APPソフト・ビットは、式(13)および(14)を使用して本発明の態様により計算される。このソフト・ビットは、図4のプロセスの出力であり、これらは復号器、例えばターボ復号器に対して使用可能な場合がある。

【数23】

はみなされないほど十分に変更されていることを示している場合、制御はステップ401に戻り、プロセスは上述の通りに続く。

【0033】図5は、本発明の原理によって、MIMOシステムで可能なそれぞれの送信アンテナ/受信アンテナの組み合わせのすべてに対してジョイント最小平均二乗誤差(MMSE)等化器を使用することによって、時間の分散によって生じるビット誤り率フロアが低減される多入力多出力(MIMO)ワイヤレス・システムの別

の例示の一実施例を示す。図5には、a)送信機501、b)送信アンテナ503-1から503-Mを含む送信アンテナ503、c)受信アンテナ505-1から505-Nを含む受信アンテナ505、d)受信機のフロントエンド・プロセッサ507、e)バッファ減算器521、f)ジョイント等化器523、g)任意選択の逆拡散器525、h)ソフト・ビット・マッパ527、i)時空再生中継器(space-time regenerator)529、j)順序コントローラ(order controller)531、およびk)スイッチ533を示す。

【0034】送信機501は、MIMO送信機、例えば元のデータ・ストリームがサブストリームに分割され、その結果生じる各サブストリームが変調された無線信号として送信アンテナ503の個別の1つを介して送信される送信機である。送信された信号は時間が分散しているチャネルを介して受信機まで通過し、その結果、各送信アンテナ503からの信号は受信アンテナ505の各々に到達する。

【0035】受信アンテナ505は、そこに入射する無線信号を電気信号に変換し、その電気信号は受信機のフロントエンド・プロセッサ507に供給される。受信機のフロントエンド・プロセッサ507は、アンテナ505で受信した無線信号のサンプルを表す2進数のストリームを従来通りに提供するように動作する。通常、受信機のフロントエンド・プロセッサ507は、無線周波数のダウンコンバージョン、フィルタリング、サンプリング、およびアナログ・デジタル変換を実行する。この結果生じるサンプルがバッファ減算器521に提供される。

【0036】バッファ減算器521を、図6にさらに詳細に示す。バッファ減算器521は、バッファ601、メモリ603、および減算器605を含む。バッファ601は、アンテナ505の各々からのサンプルがフロントエンド・プロセッサ507から使用可能になると、これらのサンプルの時間的に連続した集合を記憶する。バッファ601は、集合全体が記憶されると、フロントエンド・プロセッサ507から受信したサンプルをメモリ603に供給する。すなわち、バッファ601の内容がメモリ603に即座にダンプされる。サンプルの集合がメモリ603に記憶されると、これらは別個にアクセスされ、ジョイント等化器523に送信される(図5)。さらに、バッファ減算器521の第2の入力部からの時空サンプルは減算器605に供給される。減算器605は、メモリ603の指定された位置とバッファ減算器521への第2の入力部との間に差分を形成することができる。この結果生じる差分は、メモリ603の指定された位置に記憶される。

【0037】ジョイント等化器523は、各通過に異なる等化器の重みW_mを伴って、メモリ603までのM個

の通過を実行する。各重みは、送信アンテナmを強化し、また、送信アンテナm+1からMまでを抑制するために選択される。

【0038】ジョイント等化器523の出力は、CDMAが使用される場合は、任意選択の従来型逆拡散器525を介して従来型ソフト・ビット・マッパ527に供給される。ソフト・ビット・マッパ527によって展開されたソフト・ビットは、次いで、復号器、例えば周知の「ターボ復号器」が使用することができるような出力として供給される。

【0039】従来型ソフト・ビット・マッパ527に供給されるのと同様の出力は、スイッチ533を介して時空再生中継器529にも供給することができる。時空再生中継器529は、そのソフト・シンボルが正確であることを想定して、各受信アンテナへの時間的に連続したサンプルの集合を形成する。すなわち、特定のソフト・シンボルが特定の送信アンテナによって送信された実際のシンボルであったと想定すると、時空再生中継器529は、チャネル特性を考慮して、そのようなシンボルが受信アンテナ505の各々に生じさせたであろう効果に相当する効果を生じる。時空再生中継器529の動作を以下でより完全に説明する。

【0040】順序コントローラ531は、チャネル推定値に基づいて、以下でより完全に説明するように、どの送信アンテナからの信号が任意の特定時点で処理されるかを決定する。

【0041】図7は、図5のシステムの全体的な動作の例示的プロセスをフローチャート形式で示す図であり、図5のスイッチ533は、逆拡散器525と時空再生中継器529との間に接続されている。図7のプロセスを実行する前に、パラメータM、N、L、P、Eおよびdの初期値を決定する必要がある。これらのパラメータの各々が表すものを表1に列挙する。さらに、図7のプロセスを実行する前に、CDMAを使用している場合はチップ・パルス波形r(t)の自己相関のサンプルであるR_{pp}を決定する必要があり、また、CDMAを使用していない場合はシンボルのパルス波形の自己相関を決定する必要がある。

【0042】図7のプロセスは、コーヒレンス時間T_cを好適に超えない周期で周期的に実行される。このプロセスはステップ701に組み込まれており、そこでL*P離散チャネル推定値h₀からh_{L P - 1}が展開される。このチャネル推定値は、従来技術を使用して、すなわちパイルオフ・チャネルに同調した相関係数を使用することによって取得することができる。各離散的チャネル推定値は、CDMAの場合はPで割ったチップ持続期間、また、TDMAの場合はPで割ったシンボル持続期間の時間間隔によって得られる。同様に、ステップ701で、バックグラウンド・ノイズ+干渉電力σ_{n2}と、基地局から端末へのダウンリンクの電力σ_{x2}

が従来の方法で決定される。

【0043】ステップ703では、順序コントローラ531は、式(15)および(16)に従って、それぞれの送信アンテナからの信号をジョイント等化器523の各式に対して処理して、様々な送信アンテナからの信号が処理されるべき順序を決定する。Sortは、ベクトルPの要素を再構成して、その結果、それらベクトルPの要素が最大から最小に実行されるようにする関数であり、orderは、ジョイント等化器523によって処理されるべき送信アンテナの番号によるすべてのアンテナのリストである。いわゆる、「強力な」信号を最初に処理することが好ましい。しかし、信号の「強度」を定義するために使用される特定の特性、または特性の集合は、実施者の裁量によるものである。本明細書に記載の特定の実施例では、推定された信号電力が強度として使用される。本明細書ではすべてのアンテナに対する順序は同時に決定されるが、当業者ならば、どのアンテナを処理するかを連続して決定することが可能であることを容易に理解されようことをさらに留意されたい。

【数25】

$$P = \left\| \text{diag}(\mathbf{W} \Gamma(\mathbf{H})) \right\|^2 \quad (15)$$

【数26】

$$[P', \text{order}] = \text{sort}(P) \quad (16)$$

【0044】ステップ705では、現時点で処理されている特定のアンテナに対する等化器の重みである、順序(order)によって特定されるmは、式(17)および(18)によって決定される。ここで、遅延ベクトル a_m は、上述した遅延行列Aのm番目の行である。

【数27】

$$\mathbf{w}_m = \mathbf{a}_m \Gamma(\mathbf{H}_m)^H \left(\Gamma(\mathbf{H}_m)^H \Gamma(\mathbf{H}_m) + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2} \mathbf{R}_m \right)^{-1} \quad (17)$$

【数28】

$$\Gamma(\mathbf{H}_m) = \begin{bmatrix} 0 & \Gamma(h_{1,2}) & 0 & \cdots & \Gamma(h_{1,M}) \\ 0 & \Gamma(h_{2,2}) & 0 & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \Gamma(h_{N,2}) & 0 & \cdots & \Gamma(h_{N,M}) \end{bmatrix} \quad (18)$$

【0045】式(18)の各反復mに関して、順序(1)から順序(m-1)に対応する列はブロック・ゼロの行列0にセットされることに留意されたい。順序は、処理されるべき順序によるM個のアンテナ番号のリストを含んでいるベクトルであることに留意されたい。順序は、MatLab(登録商標)の類の周知の関数による結果である場合がある。このようにすることは、送信アンテナ1からm-1由來の信号は既に、このサンプルの集合に対して未だ処理されていない信号から減算済

みであることを意味している。

【0046】次に、ステップ707で、少なくとも1つのデータ・シンボルの持続期間に及ぶサンプルの集合が各受信アンテナから取得される。その後、ステップ709で、カウンタ変数mは1に初期設定されている。ステップ711で、ステップ705でジョイント等化器523に対して決定された重みは、式(19)に従って、ジョイント等化器523によって各受信アンテナからのサンプルに適用される。

【数29】

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{w}_m^T \mathbf{r}(k) \quad (19)$$

【0047】次いでサンプルは、CDMAを使用している場合は、任意選択のステップ713で逆拡散器525によって逆拡散される。任意選択のステップ715では、ソフト・ビットへのシンボルの従来方法によるソフト・マッピングが実行され、その結果生じるソフト・ビットは、復号器が使用するために出力として供給される。

【0048】ステップ717では、式(20)および(21)によって、時空再生中継器529によってサンプルが生成される。

【数30】

$$\hat{\mathbf{x}}_m(k) = \hat{\mathbf{d}}_m(k) \begin{bmatrix} s(kG) \\ s(kG+1) \\ \vdots \\ s(kG+G-1) \end{bmatrix} \quad (20)$$

【数31】

$$\mathbf{y}_m(k) = \begin{bmatrix} \Gamma(h_{1,m}) \\ \Gamma(h_{2,m}) \\ \vdots \\ \Gamma(h_{N,m}) \end{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}_m(k) \quad (21)$$

【0049】ステップ719では、時空再生中継器529の出力は、式(22)に示すようにメモリ603の内容から減算される(図6)。

【数32】

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{r}(k) - \mathbf{y}_m(k) \quad (22)$$

【0050】その後、条件付き分岐点721は、mがMに等しいかどうかを判定するためにテストする。ステップ721のテスト結果がNOであり、すべての送信アンテナがその信号分担を処理済みではないということを示している場合、mはステップ723で増分される。その後、制御はステップ711に戻り、プロセスは上述通りに続く。ステップ712のテスト結果がYESであり、すべての送信アンテナがその信号分担を既に処理済

みであることを示している場合、制御は条件付き分岐点725に渡り、その分岐点は、ステップ701の前回の実行から1回のコヒーレンス時間が経過したかどうかを判定するためにテストする。ステップ725のテスト結果がNOであり、チャネルが最後に推定されたときと略同じ状態であるとみなされることを示している場合、制御はステップ707に渡り、プロセスは上述の通りに続く。ステップ725のテスト結果がYESであり、十分な時間が経過しており、したがってチャネルが、最後に推定されたときと略同じ状態であるとはみなされないほど十分に変更されている可能性を示している場合、制御はステップ701に戻り、プロセスは上述の通りに続く。

【0051】図5の代替構成では、スイッチ533は、ソフト・ビット・マッピング527に直接的または間接的に接続されている誤り訂正復号器の出力部に接続されている。このようにすることによって、性能が改善される場合がある。

【0052】図8は、ジョイント等化器109の特定の実施例を示しているが、ここでは、等化は、本発明の態様に基づいて離散的周波数領域で実行される。図8に示すジョイント等化器109の構成は、a) Nを受信アンテナの数として、高速フーリエ変換(Fast Fourier Transform: FFT)プロセッサ801-1から801-Nを含むFFTプロセッサ801と、b) チャネル推定器803-1から803-Nを含むチャネル推定器803と、c) Mを送信アンテナの数として、高速フーリエ変換(FFT)プロセッサ805-1から805-N*Mを含むFFTプロセッサ805と、d) 周波数bin当たりMMSE検出プロセッサ(MMSE detection per frequency bin processor)807と、e) 逆高速フーリエ変換(Inverse Fast Fourier Transform: IFFT)プロセッサ809-1から809-Mを含むIFFTプロセッサ

$$z(\omega) = \left(H(\omega)^H H(\omega) + \sigma^2 I \right)^{-1} H(\omega)^H r(\omega) \quad (23)$$

を計算することによって、周波数領域で等化を実行する。ここで、

【数34】

$$H(\omega) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(\omega) & \cdots & h_{1,M}(\omega) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1}(\omega) & \cdots & h_{N,M}(\omega) \end{bmatrix} \quad (24)$$

【数35】

809とを含む。

【0053】FFTプロセッサ801の各々は、受信アンテナ105-Nの各々に対応する時間領域デジタル・サンプルの信号をフロントエンド107から受信し、時間領域サンプルを、 ω を特定の離散的周波数(discrete frequency)として、離散的周波数領域である $r_n(\omega)$ 内のサンプルに変換するために、連続するサンプルの集合でFFTアルゴリズムを実行する。サンプル数であるFは、FFTプロセッサ801の性能と複雑性との兼ね合いに基づいて実施者の裁量によるものである。通常、サンプル数は、例えば128など2のべき乗であるが、但し、サンプル数が多いほど、等化プロセスの確度は高まることになる。 ω に対する可能な値は、nを0からF-1の範囲として、 $\omega = 2\pi n / (T_s F)$ によって決定される。各受信アンテナに対して結果的に得られる離散的周波数サンプルは、周波数bin当たりMMSE検出プロセッサ807に供給される。

【0054】チャネル推定器803の各々は、同様に、フロントエンド107から、受信アンテナ105-Nの各々に対応する時間領域デジタル・サンプルの信号を受信し、その各々の受信アンテナとM個の送信アンテナの各々との間のチャネルに対するチャネル推定を実行し、それによってM個のチャネル推定値を生成する。各チャネル推定値は、チャネルのインパルス応答を定義する一連の複素数である。高速フーリエ変換(FFT)プロセッサ805はそれぞれに、それぞれのチャネル推定値をその離散的周波数領域表現に変換し、その結果得られたチャネル推定値の離散的周波数領域表現である $h_{n,m}(\omega)$ を周波数bin当たりMMSE検出プロセッサ807に供給する。

【0055】周波数bin当たりMMSE検出プロセッサ807は、

【数33】

$$r(\omega) = \begin{bmatrix} r_1(\omega) \\ r_2(\omega) \\ \vdots \\ r_N(\omega) \end{bmatrix} \quad (25)$$

【数36】

$$\sigma^2 = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2}, \quad (26)$$

【0056】 σ_n^2 は、バックグラウンド・ノイズ+干渉電力であり、 σ_x^2 は、基地局から端末へのダウンリンク信号の電力であり、Iは単位行列である。

【0057】結果的に生じるベクトル $z(\omega)$ の、この結果得られるM個の成分の各々は、次いで、逆高速フーリエ変換（IFFT）プロセッサ809によって離散的周波数領域から時間領域に変換された逆周波数である。等化された時間領域の出力は、次いで、ジョイント等化器109の出力として供給される。

【0058】図9は、ジョイント等化器109の特定の実施例を示しているが、ここでは、本発明の態様に基づいて、等化は離散的周波数領域で計算されて、時間領域に適用される。図9に示すジョイント等化器109の構成は、a) 行列の有限インパルス応答（Finite Impulse Response: FIR）フィルタ901と、b) チャネル推定器903-1から903-Nを含むチャネル推定器903と、c) Mを送信アンテナの数として、高速フーリエ変換（FFT）プロセッサ905-1から905-N*Mを含むFFTプロセッサ905と、d) MMSEタップ重み計算器907と、e) 逆高速フーリエ変換（IFFT）プロセッサ909-1から909-N*Mを含むIFFTプロセッサ909とを含む。

【0059】行列の有限インパルス応答（FIR）フィルタ901は、フロントエンド107から、受信アンテナ105-Nの各々に対応する時間領域デジタル・サンプルの信号を連続して受信する。行列のFIRフィルタ901のタップ数は、性能と複雑性との兼ね合いに基づいて実施者の裁量によるものである。通常、サンプル数は、例えば128など2のべき乗である。

【0060】チャネル推定器903の各々は、同様に、フロントエンド107から、受信アンテナ105-Nの各々に対応する時間領域デジタル・サンプルの信号を受信し、その各々の受信アンテナとM個の送信アンテナの各々との間のチャネルに対してチャネル推定を実行し、それによってM個のチャネル推定値を生成する。各チャネル推定値は、チャネルのインパルス応答を定義する一連の複素数である。高速フーリエ変換（FFT）プロセッサ905はそれぞれに、それぞれのチャネル推定値を離散的周波数領域に変換し、その結果得られたチャネル推定値の離散的周波数領域表現である $h_{n,m}(\omega)$ をMMSEタップの重み計算器907に供給する。各変換に対してFFTプロセッサ905によって使用されるサンプル数は、行列のFIRフィルタ901のタップ数と同じであるべきである。

【0061】MMSEタップの重み計算器907は、
【数37】

$$S(\omega) = \left(H(\omega)^H H(\omega) + \sigma^2 I \right)^{-1} H(\omega)^H \quad (27)$$

を計算することによって、時間領域で等化を実行するために必須の重みの周波数領域表現を開拓する。ここで、 $H(\omega)$ と σ^2 は、図8に関して上述したように定義される。

【0062】結果的に生じるベクトル $S(\omega)$ の、この結果得られるM個の成分の各々は、周波数によって周波数ベクトルにグループ分けされ、次いでこれら周波数ベクトルは離散的周波数領域から変換された逆周波数であり、これらは逆高速フーリエ変換（IFFT）プロセッサ909によって時間領域のフィルタの重みになるものである。この重みは、次いで行列のFIRフィルタ901に供給され、そこで式(28)によって示すフロントエンド107から受信した信号の時間領域内で等化を実行するために使用される。

【数38】

$$y(k) = \sum_{j=0}^{F-1} S_j r(k-j) \quad (28)$$

ここで、 $y(k)$ は時刻kにおけるベクトル出力であり、 y は各送信アンテナごとに1つずつのM個の成分を有し、 S_j は、遅延jに対する $M \times N$ フィルタ行列であって、これは $S(\omega)$ の逆フーリエ変換であり、 $r(k)$ は式(9)によって定義されるように行列のFIRフィルタ901によって受信されるベクトル入力信号であり、Fは各FFTから取得したサンプル数である。

【0063】上述事項を想定すると、当業者ならば、MMSEの動作および性能に近い別の等化アルゴリズム、例えば最小平均二乗法（LMS）、逐次最小二乗法（RLS）、またはアンカーの状態によって制約される最小シンボル間干渉（ISI）をジョイント方法で、例えば、空間方法で、ジョイント等化器109の実施において使用することができるることを容易に理解するだろう。

【0064】当業者ならば、本発明の技術は、例えば例えれば四位相偏移変調（Quaternary Phase-Shift Keying: QPSK）または16直交振幅変調（16-ary Quadrature Amplitude Modulation: 16-QAM）などの異なる符号化率および/または送信配置を使用して、様々な送信アンテナが異なるデータ率で送信するシステムで使用することができることを用意に理解するだろう。このような状況では、仮に図9の実施例が実施される場合、アンテナは常に優先的に決定された順序で処理されなければならないので、順序コントローラ531は必要ない。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理により、時間の分散によって生じるビット誤り率フロアが、多入力多出力（MIMO）システムで可能なそれぞれの送信アンテナ/受信アンテナの組み合わせのすべてに対してジョイント最小平均二乗誤差（MMSE）等化器を使用することによって低減される、MIMOワイヤレス・システムの一実施例を示す図である。

【図2】図1のシステムの全体的な動作の例示的プロセスをフローチャート形式で示す図である。

【図3】図1のジョイント等化器によって使用される重みが決定されるプロセスをより詳細に説明する図である。

【図4】図1のシステムの全体的な動作の別の例示的プロセスをフローチャート形式で示す図である。

【図5】時間の分散によって生じるビット誤り率フロアが、多入力多出力(MIMO)システムで可能なそれぞれの送信アンテナ/受信アンテナの組み合わせのすべてに対してジョイント最小平均二乗誤差(MMSE)等化器を使用することによって低減される、MIMOワイヤレス・システムの別の実施例を示す図である。

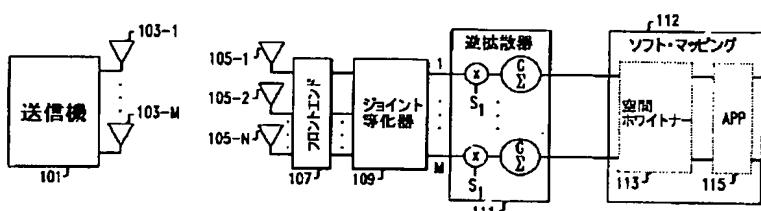
【図6】図5のバッファ減算器のより詳細なバージョンを示す図である。

【図7】図5のシステムの全体的な動作の例示的プロセスをフローチャート形式で示す図である。

【図8】本発明の態様により、離散的周波数領域で等化が実行される図1のジョイント等化器の特定の一実施例を示す図である。

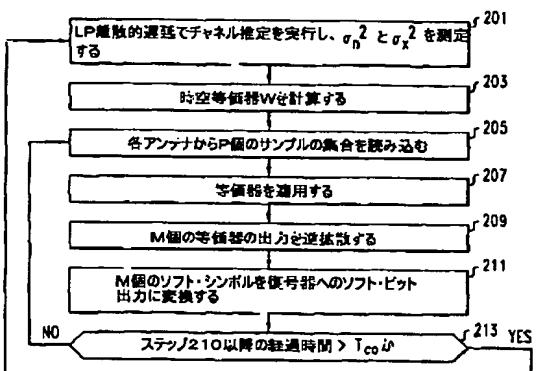
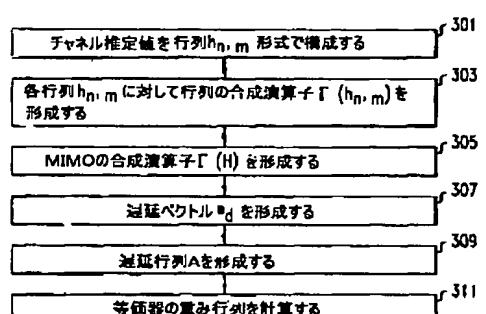
【図9】離散的周波数領域で等化が計算され、時間領域に適用される図1のジョイント等化器の特定の一実施例を示す図である。

【図1】

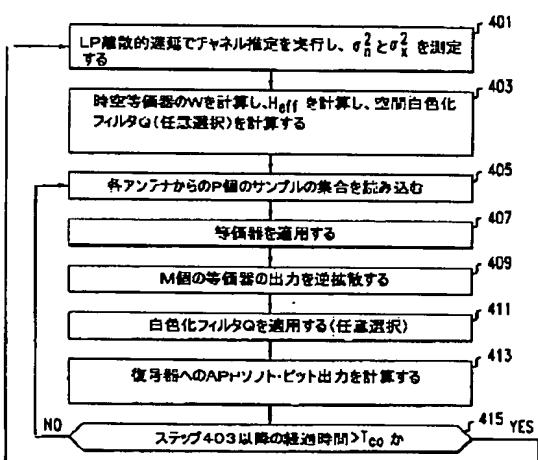


【図2】

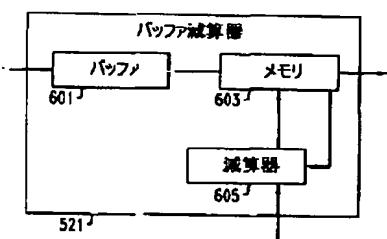
【図3】



【図4】

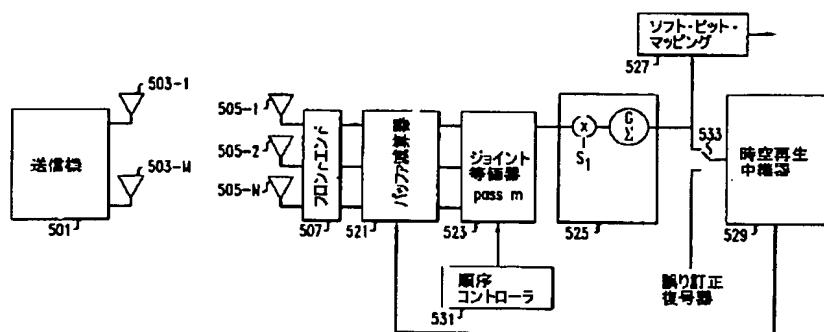


【図6】

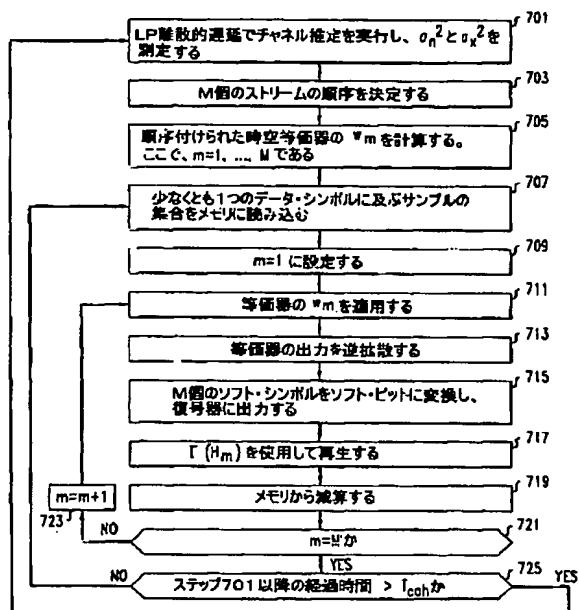


521J

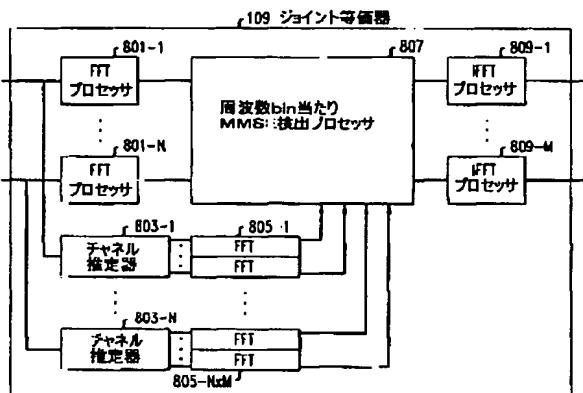
【図5】



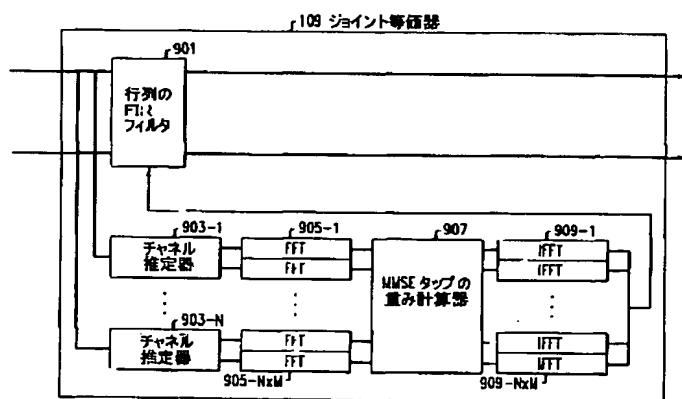
【図7】



【図8】



【図9】



フロントページの続き

(72)発明者 ローレンス ユージーン メイレンダー
アメリカ合衆国 10014 ニューヨーク,
ニューヨーク, ジョーンズ ストリート
22, アパートメント 2デー
(72)発明者 マグナス サンデル
イギリス国 ピーエス8 1ピーワイ ブ
リストル, ティンドールズ パーク ロー
ド 6

(72)発明者 ハリッシュ ヴィスワナサン
アメリカ合衆国 07920 ニュージャーシ
イ, バスキング リッジ, ホップキンソン
コート 4
Fターム(参考) 5K022 FF00
5K046 AA05 EE06 EE47 EE56
5K059 CC02 CC03 DD31 EE02